

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 01-278104

(43)Date of publication of application : 08.11.1989

(51)Int.Cl.

H03B 28/00

H03H 17/02

(21)Application number : 63-105532

(71)Applicant : OKI ELECTRIC IND CO LTD

(22)Date of filing : 30.04.1988

(72)Inventor : KIHARA KOICHI

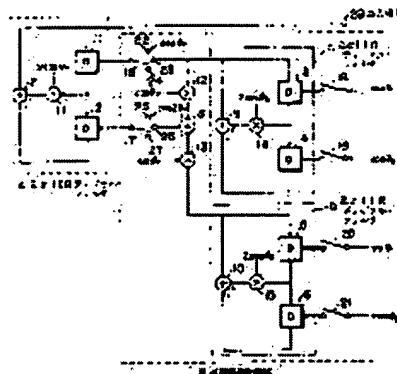
## (54) DIGITAL OSCILLATOR

## (57)Abstract:

**PURPOSE:** To produce a sine wave with a slight amount of memory capacity by using an initializing circuit and continuing the oscillation while substituting properly the initial value to a secondary IIR digital filter.

**CONSTITUTION:** The title oscillator consists of secondary digital filter IIR digital filter A composing of unit delay elements 1 and 2, a multiplier 11 and an adder 7 and an initializing circuit B substituting the initial value to both elements 1 and 2. When a sine wave is produced, a recurrence formula of a trigonometrical function is used as shown in an equation I. That is,  $\sin(0)$ ,  $\sin(x)$ ,  $\sin(2x)$ ... can be successively obtained with application of the initial values, i.e.,  $\sin(-x)$  and  $\sin(-2x)$ . Thus the sine waves are oscillated. As a result, a slight amount of the data memory capacity suffices owing to application of an oscillation theory where a single frequency is produced by arithmetic.

$$\sin(n+1)x = 2 \cdot \cos(x) \sin(nx) - \sin(n-1)x$$



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

BEST AVAILABLE COPY

This Page Blank (uspto)

[Date of requesting appeal against examiner's  
decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

**This Page Blank (uspto)**

## ⑫ 公開特許公報(A)

平1-278104

⑬ Int. Cl. 4

識別記号

庁内整理番号

⑭ 公開 平成1年(1989)11月8日

H 03 B 28/00  
H 03 H 17/02Z-8326-5 J  
Z-8837-5 J

審査請求 未請求 請求項の数 1 (全7頁)

⑮ 発明の名称 デジタル発振器

⑯ 特 願 昭63-105532

⑰ 出 願 昭63(1988)4月30日

⑱ 発 明 者 木 原 弘 一

東京都港区虎ノ門1丁目7番12号 沖電気工業株式会社内

⑲ 出 願 人 沖電気工業株式会社

東京都港区虎ノ門1丁目7番12号

⑳ 代 理 人 弁理士 鈴木 敏明

## 明 細 書

## 1. 発明の名称

デジタル発振器

## 2. 特許請求の範囲

2つの単位遅延素子(1)、(2)、1つの乗算器(11)及び加算器(7)とからなる2次IIRデジタルフィルタ(A)と、

前記単位遅延素子(1)、(2)の夫々に初期値を代入するための初期値設定回路(B)とからなることを特徴とするデジタル発振器。

## 3. 発明の詳細な説明

(産業上の利用分野)

本発明は、デジタル発振器、更に詳細には、デジタル信号処理による正弦波発振器に関する。

(従来技術)

従来、デジタル発振器としては、次に示す発振方法を用いたものが知られている。

第3図は、第1の発振方法〔日本電信電話公社編「D70型自動変換機〔1〕ハードウェア(1)」財

団法人電気通信共済会、第303～306頁〕の説明図である。この図において、1は正弦波、2は正弦波データを格納するROMである。(a)、

(b)及び(c)図は、夫々ROM2に1周期分、1/2周期分、1/4周期分の正弦波データを格納してあることを示す。この発振方法では、この正弦波データを予めROM2内に作成しておき、サンプリング周期でROMデータを読み出すことにより正弦波を発振させる。具体的には、1周期分のROMデータを用いる場合にはこれを1周期分繰り返し読み出し、1/2周期分のROMデータを用いる場合にはこれを(b)図中に矢印に示したように折り返し読み出し、1/4周期分のROMデータを用いる場合にはこれを(c)図中に矢印で示したように折り返し、かつ、後半周期は極性を反転しつつ読み出すことにより正弦波を作成し発振させる。

また、第2の発振方法は、1つの基準周波数 $f_m$ の正弦波の1周期分(サンプル数N)のデータを用い次の第1表に示すようにROMに格納し

ておき、このデータ及び以下に示す演算に従って任意の周波数  $f$  を発振させる方法である [ テキサ・インストルメント社カログ、ディジタル・シグナル・プロセッシング・アプリケーションズ・ウィズ・ザ・ファミリー・TMS320 ファミリー (Digital Signal Processing Applications with the TMS320 Family 第 269～276 頁) ]。

第 1 表

アドレス	角 度	R O M データ
0	$0 \times 360^\circ / N$	$S(0) = \sin(0^\circ / N)$
1	$1 \times 360^\circ / N$	$S(1) = \sin(360^\circ / N)$
2	$2 \times 360^\circ / N$	$S(2) = \sin(720^\circ / N)$
:	:	:
:	:	:
N-2	$(N-2) \times 360^\circ / N$	$S(N-2) = \sin\{(N-2) \times 360^\circ / N\}$
N-1	$(N-1) \times 360^\circ / N$	$S(N-1) = \sin\{(N-1) \times 360^\circ / N\}$

このデータを基に周波数  $f$  なる正弦波を発振させる方法を次に示す。周波数  $f$  なる正弦波の

るいは基準周波数の正弦波のデータを予め作成して R O M に格納しておかなければならず、また歪の少ない正弦波を得るためにはサンプリング周期をある程度以上小さくとる必要がある。発振周波数の低下に応じて R O M データ数を増加させなくてはならずデータ・メモリ容量が多く必要となるため、良好な正弦波を簡易に得る目的での使用には自ずと制限のあるものであった。

本発明は、従来の発振方法とは異なる原理に基づくもので、予め R O M に 1 周期、1/2 周期、又は 1/4 周期分のデータを格納しておく必要がなく、僅かなメモリ容量で正弦波を発振させることのできるディジタル発振器を提供することを目的とする。

(課題を解決するための手段)

本発明は、2つの単位遅延素子(1)、(2)、1つの乗算器(11)及び加算器(7)とからなる2次 I I R デジタル・フィルタ(A)と、前記単位遅延素子(1)、(2)の夫々に初期値を代入するための初期値設定回路(B)とからなることを特徴とするディジ

R O M アドレスは次式(1)に従って決定される。

$$\text{mod}(k \cdot \text{DELTA}, N) \quad (1)$$

ここで、 $k$ 、 $\text{DELTA}$  は次のものを示す。

$$k = 0, 1, 2, 3, \dots$$

$$\text{DELTA} = f / f_N \quad (2)$$

また、オペレータ "mod" は、

$$\text{mod}(a, b) = \text{INT}(a - [a/b] \times b) \quad (3)$$

ただし、式(3)において、 $[x]$  はガウスの記号を示し、 $x$  以下の最大の整数を表わす。また、 $\text{INT}(x)$  は  $x$  の整数化であり、切下げ、切上げ、四捨五入のいずれかが選択・設定される。上記式(1)に従って  $k$  の値を順次 0, 1, 2, 3... と変えて R O M アドレスを計算する。この R O M アドレスに対応する R O M データを順次読み出すことにより周波数  $f$  の正弦波を発振させることができる。因に、 $k$  が  $N$  の整数倍ごとに 1 周期分が発振する。

(発明が解決しようとする課題)

しかしながら、上記発振方法は、発振周波数あ

タル発振器ものである。

(作用)

次に本発明のディジタル発振器における発振原理を本発明に係る2次 I I R フィルタの機能と共に説明する。

本発明では、正弦波を発生させるために、次式(4)で示される三角関数の漸化式を利用する。

$$\sin(nx) = 2 \cdot \cos(x) \sin(n-1)x - \sin(n-2)x \quad (4)$$

この(4)式において、 $\sin(-x)$  及び  $\sin(-2x)$  を初期値として与えることにより、 $\sin(0)$ 、 $\sin(x)$ 、 $\sin(2x)$ 、... を順次求めることができ、正弦波を発振させることができる。なお、初期値は  $\sin(-x)$ 、 $\sin(-2x)$  である必要はなく、漸化式(4)における隣接する2点  $\sin(mx)$ 、 $\sin((m-1)x)$  ( $m$  は任意の整数)であればよい。初期値を適宜変更することにより任意の位相を持つ正弦波(又は余弦波)を発生させることができる。

次に、前記式(4)の実現手段を与えるために以下の解析を行なう。

今、

$$y(n) = \sin(nx) \quad (5)$$

とおく。式(5)を式(4)に代入する。

$$y(n) = 2 \cdot \cos(x) \cdot y(n-1) - y(n-2) \quad (6)$$

ここで、便宜的に式(6)の右辺に

$$x(n) = 0$$

を加えると、

$$y(n) = 2 \cdot \cos(x) \cdot y(n-1) - y(n-2) + x(n) \quad (7)$$

となる。式(7)をz変換すると、

$$Y(z) = \frac{1}{1 - 2 \cdot \cos(x) \cdot z^{-1} + z^{-2}} X(z) \quad (8)$$

となる。式(8)から $X(z)$ の係数、すなわちディジタルフィルタの伝達関数は2次のIIRフィルタ型をしていることが分る。また、極は式(8)から、

$$\cos(x) \pm j \sin(x) \quad (9)$$

となり単位円上に存在する(第2図参照)。

以上従って、本発明に係る2次IIRディジタル・フィルタは、2つの初期値 $a, b$ を与えることにより前記式(4)に従って正弦波を生成する。

乗算器3において $2\cos(x) \cdot \sin(mx)$ を求め、加算器4においてこれと単位遅延素子2の出力 $\sin((m-1)x)$ を逆極性にして加算すれば $\sin(m+1)x$ が得られ出力端子5より出力される。また、この出力は、単位遅延素子1に入力され、単位遅延素子2には $\sin(mx)$ が入力されて式(4)により $\sin(m+2)x$ が得られ出力端子5より出力される。以下、同様にして、順次 $\sin(m+3)x, \sin(m+4)x, \dots$ と求まり出力端子5から周期 $T_0$ の正弦波が出力される。なお、ここで、 $x$ は $2\pi T/T_0$ を示す(以下において同じ)。

ところで、(4)式には、前記したように単位円上に2つの極が存在する。このことに起因する発振回路の不安定性は、発振正弦波の毎周期ごとに初期値 $a, b$ を単位遅延素子1, 2に代入することにより除去することができる。

次に、本発明の他の実施例として、 $T_0/T$ が整数にならない場合の発振方法について説明する。

$T_0/T$ が整数にならないとき、すなわち次式(10)

$$qT = mT_0 \quad (10)$$

#### (実施例)

以下、本発明の実施例を図面と共に説明する。

第1図は、本発明のディジタル発振器に使用される発振回路の一例を示す図面である。この図において、Aは2次IIRディジタル・フィルタ、Bは初期値設定回路である。初期値設定回路Bとしては、例えば初期値 $a, b$ を格納したROMと、これらを2次IIRディジタル・フィルタAを駆動するための基本クロックと同期して読み出すための読み出し回路とからなっている。初期値の設定は、通常のディジタル・フィルタにおける同様に行なうことができる。また、1, 2は単位遅延素子、3は乗算器、4は加算器、5は出力端子を示す。

次に、第1図に示す発振回路の動作を、発振正弦波の周期 $T$ 、がサンプリング周期 $T$ (単位遅延素子の遅延時間により設定される)の整数倍の場合を例に説明する。

初期値設定回路Bは、単位遅延素子1, 2に夫々初期値 $a = \sin(mx), b = \sin((m-1)x)$ を与える。

(ここで $q$ と $m$ との最大公約数は1とする)のとき、第1図の2次IIRディジタル・フィルタAを用いて正弦波を発生させるには例えば $qT$ に1回の割合で単位遅延素子1, 2に初期値 $a, b$ を代入すればよいが、 $q$ の値が大きくなるにつれて、すなわちサンプリング周期 $T$ が短くなるにつれて、出力発振正弦波のSN比は劣化する。なぜなら、第1図に示す2次IIRディジタル・フィルタの演算語長は有限であり、かつ、フィルタの極が単位円上に存在するためである。このSN比の劣化を防止するには、 $qT$ よりも短い時間間隔で単位遅延素子1, 2に初期値を代入することにより語長を短くする方法を採用することができる。

次に、 $pT$ ( $p$ は $q$ 以下の自然数を示す)に1回の割合で1組の初期値を代入する方法について説明する。ここで、1組の初期値を $a((\ell p - 1)T), b((\ell p - 1)T)$ とする。ただし、ここで $(\ell)$ は $a, b$ が $pT$ の関数になっていることを示す。また、 $\ell$ は $1 \sim [q/p] - 1$ の自然数を示す( $[x]$ はガウス

の記号を示す。以下において同じ)。

ところで、 $k$ を1, 2, ...としたときの初期値  $a$  及び  $b$  は、周期  $pT$  ごとに設定される発振正弦波上の点であるので、 $a(kpT)$  及び  $b((k-1)T)$  ( $k=1, 2, \dots, k \leq [l/p]-1$ ) の各初期値も発振正弦波とは周期が異なる別の正弦波上の点である。

すなわち、今、出力発振信号を便宜的に余弦波を仮定し、また

$$\theta_r = 2\pi T/T_s \quad (11)$$

$$\theta_s = 2\pi - p\theta_r \quad (12)$$

とおくと、時刻  $pT(k=1)$  の時点で代入すべき初期値は、

$$a = \cos(-\theta_s), b = \cos(-(\theta_s + \theta_r))$$

また、時刻  $2pT(k=2)$  の時点で代入すべき初期値は

$$a = \cos(-2\theta_s), b = \cos(-(2\theta_s + \theta_r))$$

となる。すなわち、初期値  $a$  は  $\cos(-k\theta_s)$ 、 $b$  は  $\cos(-(\theta_s + \theta_r))$  上の点として与えられる。そして、 $\cos(-k\theta_s)$  は、前記第1の実施例と

で  $a = \cos(\theta_s)$ 、 $b = \cos(\theta_s + \theta_r)$  を代入し、時刻  $2pT$  の時点で  $a = \cos(2\theta_s)$ 、 $b = \cos(2\theta_s + \theta_r)$  を代入し、以下同様に初期値を代入し、時刻  $lT$  の時点で再び  $a = \cos(\theta_r)$ 、 $b = \cos(2\theta_r)$  を代入し、時刻  $lT + pT$  の時点で  $a = \cos(\theta_s)$ 、 $b = \cos(\theta_s + \theta_r)$  を代入し、時刻  $lT + 2pT$  の時点で  $a = \cos(2\theta_s)$ 、 $b = \cos(2\theta_s + \theta_r)$  を代入し、以下同様とすればよい。具体例として、 $l=20$ 、 $m=3$ 、 $20T=3T_s$ 、 $p=6$  のときの出力波形と設定すべき初期値を第4図に示した。

第5図は、上記解析に基づいて構成された本発明のデジタル発振器に使用される発振回路の一例を示す図面で、特に初期値発生回路の構成例を示す。この図において、Aは2次IIRデジタル・フィルタ、Bは初期値設定回路である。初期値設定回路Bは、第2, 第3の2次IIRデジタル・フィルタを備えている。また、1, 2, 3, 4, 5, 6は単位遅延素子、7, 8, 9, 10は加算器、11, 12, 13, 14, 15は乗算器、16, 17, 18, 19, 20, 21は

同様にして、次の漸化式(13)、

$$\begin{aligned} \cos(k\theta_s) &= 2\cos(\theta_s)\cos((k-1)\theta_s) \\ &\quad - \cos((k-2)\theta_s) \end{aligned} \quad (13)$$

に従って発振させることができる。発振に必要な2つの初期値  $a'$ 、 $b'$  は、例えば  $a' = \cos(0)$ 、 $b' = \cos(\theta_s)$  を用いることができる。

また、 $\cos(-(\theta_s + \theta_r))$  には次式(14)、

$$\begin{aligned} \cos(k\theta_s + \theta_r) &= \cos(k\theta_s)\cos(\theta_r) \\ &\quad - \sin(k\theta_s)\sin(\theta_r) \end{aligned} \quad (14)$$

の関係がある。従って、上記  $\cos(k\theta_s)$  と前記  $\sin(n\theta_s)$  の発振器を組み合わせることで  $T_s/T$  が整数でない場合にも発振が可能であることが分る。なお、 $\sin(n\theta_s)$  の2つの初期値  $a''$ 、 $b''$  としては、例えば  $a'' = \sin(0)$ 、 $b'' = \sin(\theta_s)$  を用いることができる。

要するに、周期  $T_s$  がサンプリング周期  $T$  の整数倍でない余弦波を第1図中の2次IIRデジタル・フィルタを用いて発振させるには、単位遅延素子1, 2の初期値として、まず発振開始時に  $a = \cos(\theta_r)$ 、 $b = \cos(2\theta_r)$  を代入し、時刻  $pT$  の時点

スイッチ、22, 23, 24, 25, 26, 27, 28はいずれも端子を示す。

先ず、スイッチ16, 17を夫々端子22, 25に接続して単位遅延素子1, 2にROM(図示していない)に格納された初期値  $a = \cos\theta_r$ 、 $b = \cos 2\theta_r$  を代入した後スイッチ16, 17を夫々空端子24, 27に接続しておく。このとき、発振回路Aにおいては、第1の実施例と同様にして時刻  $pT$  になるまでサンプリング周期  $T$  に1回の割合で発振回路Aにおいて演算を行ない結果を出力端子28に出力する。

一方、初期値設定回路Bは、時刻  $pT$  における初期値  $a'$ 、 $b'$  及び  $a''$ 、 $b''$  の演算を行なう。すなわち、スイッチ18, 19, 20, 21を閉じて単位遅延素子3, 4, 5, 6にそれぞれROM(図示していない)に格納された初期値  $\cos(0)$ 、 $\cos(\theta_s)$ 、 $\sin(0)$ 、 $-\sin(\theta_s)$  を代入してスイッチ18, 19, 20, 21を開く。これによって、発振回路Cでは  $\cos(k\theta_s)$  が、発振回路Dでは  $\sin(k\theta_s)$  が発振する。そして、この発振



出力をもとに乗算器12で $\cos(\theta_s) \cdot \cos(\theta_r)$ を、また乗算器13で $\sin(\theta_s) \cdot \sin(\theta_r)$ を演算し、加算器8で後者を反転後加えて $\cos(\theta_s + \theta_r)$ を演算する。そして、時刻 $pT$ になった時点で演算結果を端子23、26に出力し、次にスイッチ16、17をそれぞれ端子23、26に接続する。このようにして初期値 $a = \cos(\theta_s)$ 、 $b = \cos(\theta_s + \theta_r)$ を単位遅延素子1、2に夫々代入してから、スイッチ16、17を夫々空端子24、27に接続する。

そして、時刻 $2pT$ になるまで再び発振回路Aの演算を行ない結果を端子28に出力する。時刻 $2pT$ になった時点で初期値設定回路Bの演算を再び行ない発振回路Aの単位遅延素子1、2に夫々初期値 $a = \cos(2\theta_s)$ 、 $b = \cos(2\theta_s + \theta_r)$ を代入する。以下、時刻 $qT = mT_s$ になるまで上記処理を繰り返す。時刻 $qT = mT_s$ になった時点で単位遅延素子1、2、3、4、5、6に再び初期値 $a = \cos(\theta_r)$ 、 $b = \cos(2\theta_r)$ を代入し、上記処理を施す。このようにして、余弦波が生成される。な

い。

#### 4. 図面の簡単な説明

第1図は本発明の第1の実施例の発振回路図、第2図は式(8)中の伝達関数の極を示す図、第3図は従来の第1の発振方法の説明図、第4図は $T_s/T$ が整数でない場合の出力波形と設定すべき初期値を示す図、第5図は本発明の第2の実施例の発振回路図である。

A、C、D…2次IIRデジタル・フィルタ、  
B…初期値設定回路。

特許出願人 沖電気工業株式会社

代理人 鈴木 敏 明



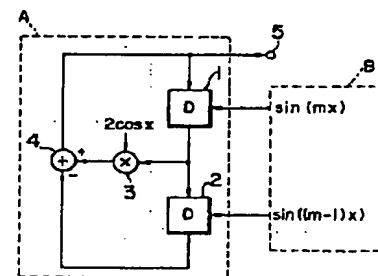
お、本実施例におけるスイッチ16～21は、2次IIRデジタル・フィルタA、C、Dを駆動するための基本クロックと同期して、常法に従ってスイッチングされる。

なお、ここでは余弦波を例にとって説明したが、初期値の与え方によって任意の位相の単周波を発生させることができることは言うまでもない。

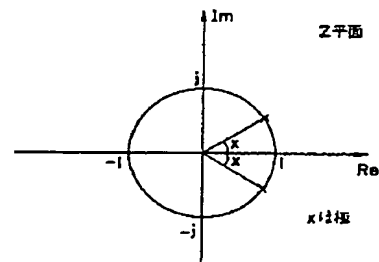
また、上記実施例と同様の回路は、プロセッサの中で実現することもできることは言うまでもない。

#### (発明の効果)

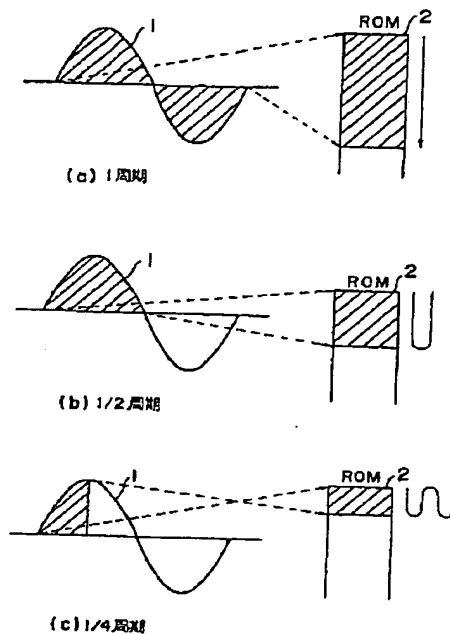
以上、詳細に説明したように本発明によれば、2次IIRデジタル・フィルタとこれに初期値を代入するための初期値設定回路とを設け、2次IIRデジタル・フィルタに適宜初期値を代入しつつ発振を持続するようにしたので、発振信号のSN比の劣化を防止することができ、また演算により単周波を作成する発振原理に基づくものであるので、データ・メモリ容量はごく僅かであ



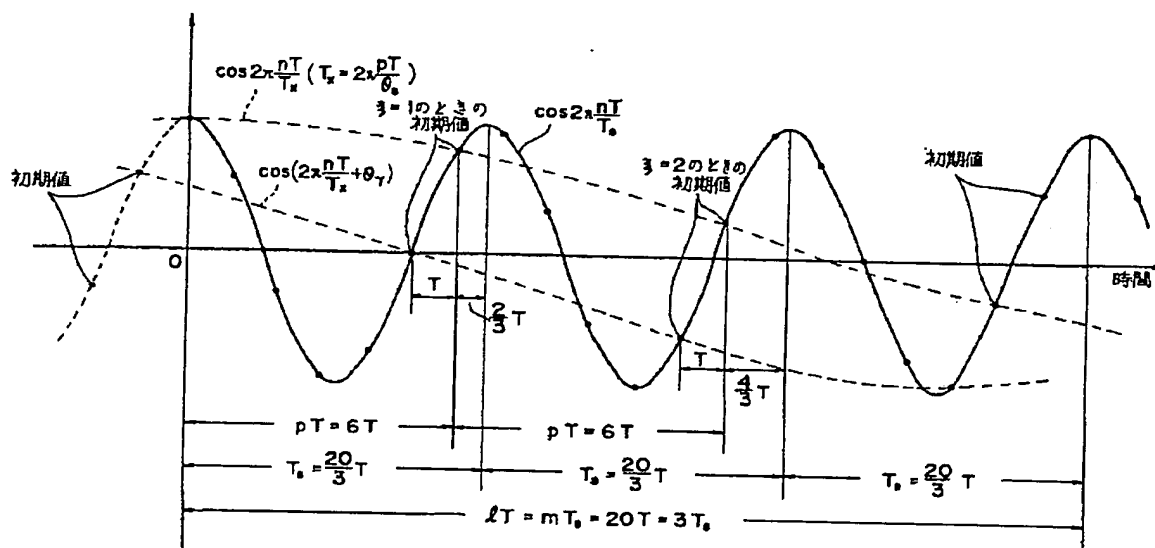
本発明の第一の実施例の発振回路図  
第1図



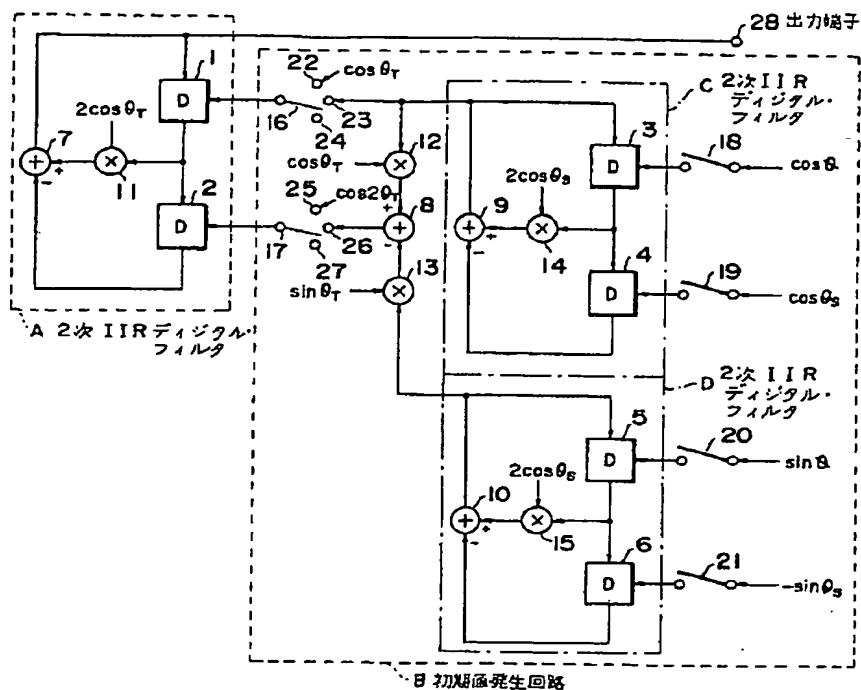
式(8)中の伝達関数の極を示す図  
第2図



従来の第一の発振方法の説明図  
第 3 図



$T_s/T$ が整数でない場合の出力波形と初期値を示す図  
第 4 図



本発明の第二の実施例の発振回路図  
第 5 図

**This Page Blank (uspto)**

**This Page Blank (uspto)**